

Auslese der FUNKTECHNIK

Zeitschrift für das Gesamtgebiet der Elektronentechnik

Verantwortlich für den Inhalt: Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold VDE, z. Zt. Kiel
Mitarbeiter: M. von Ardenne, Berlin . Prof. Dr. Benz, Wien . Dr. L. Brück, Berlin . Dr. F. Fuchs, München. J. Kammerloher, Berlin . Dr. O. Macek, München . Dr. H. Roosenstein, Berlin . Dr. W. Runge, Berlin . Dr. H. Schwarz, München . Dr. K. Steimel, Berlin . Obering. R. Urtel, Berlin . Prof. Dr. H. Wigge, Köthen u. a.

In diesem Heft vor allem:

Experimentelle Ermittlung der Antennen-Richtkennlinien

Aus dem Inhalt:

In den folgenden Heften:

Messung der Kapazität; Konstruktive Fragen; Megohmmeter; Impulsgeräte; Röhrenwahl; Richtkennlinien und Richtkennflächen

Franckh'sche Verlagshandlung, Abt. Technik
Stuttgart-O, Pfizerstraße 5/7

Funkauslese Jg. 5 Nr. 2 S. 17–32 Stuttgart, August 1943



GERINGSTER AUFWAND-GRÖSSTE LEISTUNG!

Nach diesem Gebot der Technik arbeitet die stromsparende End-Pentode, die heute in keinem Rundfunk-Empfänger fehlt. Trotzdem erfordert das Gebot der Stunde:

Nicht jederzeit hören — spart Strom, schont Röhren!



PHILIPS VALVO WERKE GMBH



Jahre

TELEFUNKEN-

Forschung

Die historische Leistung von Telefunken beruht auf systematischer 40jähriger Forschungs- und Erfindungstätigkeit, die unter Mitarbeit namhafter Wissenschaftler die Funktechnik auf allen Anwendungsgebieten zu heutiger Höhe und Reife führte. 40 Jahre Telefunken-Forschung — 30 Jahre Telefunken-Röhren — 20 Jahre Telefunken-Rundfunkgeräte — diese drei Daten bezeichnen die Hauptetappen der deutschen Funkgeschichte.





Schalter aller Art, Widerstände, Spulen und Zubehör, Morsetasten, Summer und viele andere Bauteile

ALFRED LINDNER

Werkstätten für Feinmechanik



Pick-up-Nadeln,

Abspielnadeln für Selbstaufnahmeplatten

Marke FÜRSTEN und BURCHARD

zur Zeit nur beschränkt lieferbar!

DREI-S-WERK

Kurzschlußwindung im fremderregten, dynamischen Lautsprecher

Von Obering. A. Perger, Pforzheim

Im fremderregten, dynamischen Lautsprecher sitzt zwischen Erregerwicklung und Triebspulen-Luftspalt auf dem Kern des Erregertopfes vielfach eine Kurzschlußwindung. Der die Kurzschlußwindung darstellende Ring ist oft durch einen etwas federnden Kupfer- oder Aluminium-Stanzteil dargestellt, der die Erregerspule in ihrer Lage hält. Die folgenden Zeilen sollen zeigen, welchen Einfluß die Kurzschlußwindung auf den Lautsprecher hat.

Kurzschlußwindung und Verwendung der Erregerwicklung als Anodendrossel

Die oben erwähnte Kurzschlußwindung findet sich vor allem in den Lautsprechern, zu deren Erregung ein nicht vorgesiebter Anodenstrom benutzt wird, also z. B. in Lautsprechern, deren Erregerwicklung als Anodendrossel dient.

Daß die Kurzschlußwindung die Drosselwicklung erhöht, wie man zunächst annehmen könnte, trifft nicht zu. Die Kurzschlußwindung setzt nämlich die Induktivität der Erregerwicklung herab und nicht hinauf. Das ist leicht einzusehen, wenn man bedenkt, daß ein an einer Wechselspannung liegender Transformator bei Kurzschluß seiner Ausgangswicklung mehr Strom aufnimmt als bei offener Ausgangswicklung.

Auch ein Wechselstrom-Leistungs-Entzug durch die Kurzschlußwindung ist in nennenswertem Ausmaß nicht gegeben. Um Wechselstrom-Leistung zu vernichten, müßte man statt einer Kurzschlußwindung aus sehr gut leitendem Werkstoff eine geeignet belastete Wicklung oder Windung oder eine Windung aus Widerstandsdraht anordnen. Aber auch damit würde die Drosselwirkung schwächer ausfallen als ohne diese Wicklung oder Windung, da hierin Gegenamperewindungen auftreten, die bei gleichem Erregerwechselstrom das Wechselfeld schwächen oder bei gleichem Wechselfeld einen höheren Erregerwechselstrom verlangen würden.

Die Kurzschlußwindung als Wechselfeldsperre

In der Kurzschlußwindung entstehen Gegenamperewindungen. Das heißt: Das von der Kurzschlußwindung herrührende Feld wirkt dem von der Erregerwicklung erzeugten, mit der Erregerwicklung verketteten Feldanteil entgegen. Wir betrachten das an Hand des Bildes 1. Dort erkennen wir einen Eisenkern mit einem Mittelzinken, dessen Enden sich die Außenschenkel von beiden Seiten her bis auf je einen schmalen Luftspalt nähern. Dort ist

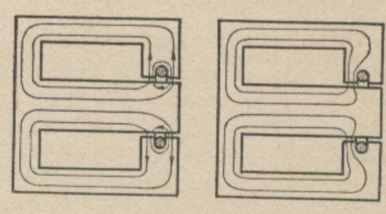


Bild 1

um den Mittelzinken eine Kurzschlußwindung gelegt, für die in den benachbarten Enden der Außenschenkel Nuten vorgesehen sind. Der linke Teil des Bildes 1 enthält 6 Feldlinien, die den Verlauf der Einzelfelder veranschaulichen sollen, also

a) zwei Feldlinien für den Erregerfeldanteil, der sich vor der Kurzschlußwindung schließt, diese also nicht durchsetzt,
b) zwei Feldlinien für den Erregerfeldanteil, der die Kurzschlußwindung durchsetzt, und
c) zwei Feldlinien für das Eigenfeld der Kurzschlußwindung.

Im rechten Teil des Bildes 1 ist das sich aus den Einzelfeldern ergebende Gesamtfeld gezeigt. Dieses Feld durchsetzt die Kurzschlußwindung in Bild 1 nicht. Tatsächlich ist jedoch ein ganz geringer Anteil des Feldes mit der Kurzschlußwindung verkettet, ein Anteil, der gerade genügt, um in der Kurzschlußwindung die Span-

nung für den abschirmenden Windungsstrom zu erzeugen. Je größer der Widerstand der Kurzschlußwindung ist, desto

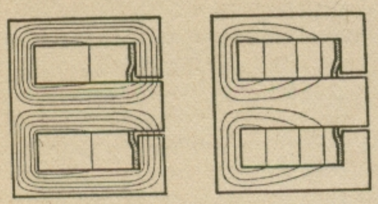


Bild 2

höher fällt die Spannung aus, die den Strom durch diese Windung treibt und desto größer auch der die Windung durchsetzende Anteil des Gesamtfeldes.

Die Verhältnisse im Lautsprecher

Bild 2 zeigt einen Schnitt durch einen Magneten eines dynamischen Lautsprechers.

Links ist das Gleichfeld angedeutet, das von dem Erregergleichstrom herrührt. Für dieses Feld spielt die Kurzschlußwindung keine Rolle, weil ein Gleichfeld in ihr keine Spannung und damit keinen Strom hervorrufen kann. Das Gleichfeld schließt sich demgemäß zum größten Teil über den Triebspulen-Luftspalt. Ein kleinerer Teil geht allerdings auch (als „Streufeld") vom Kern quer durch die Erregerwicklung zum Mantel über.

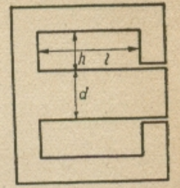


Bild 3

Rechts sehen wir das Wechselfeld, dem der Weg über den Triebspulen-Luftspalt versperrt ist, und das sich deshalb – abgesehen von dem sehr geringen Anteil, der in der Kurzschlußwindung die Spannung bewirken muß, – quer durch die Erregerwicklung schließt.

Durch die Kurzschlußwindung wird also das Wechselfeld vom Triebspulen-Luftspalt abgehalten, was eine Beeinträchtigung der Drosselwirkung bedeutet. Die Induktivität ist dabei von den Abmessungen des Triebspulen-Luftspaltes weitgehend unabhängig und fällt um so höher aus, je größer l sowie d und je kleiner h gewählt werden (Bild 3).

Bücher-Auslese

Der Ultraschall

Von Prof. Dr. L. Bergmann. 3. völlig umgearbeitete und erweiterte Auflage. 269 Bilder. 47 Tafeln. 457 Seiten. 14,5×20,5 cm. VDI-Verlag, Berlin. 1942. Preis gebunden 25.– RM (für VDI-Mitglieder 22.50 RM).

Das Buch will unter Betonung der experimentellen Seite eine möglichst vollständige Übersicht über das Wesen des Ultraschalles und seiner Anwendungen geben. Theoretische Arbeiten sind nur insoweit berücksichtigt, wie sie sich für das Verständnis als unbedingt notwendig erwiesen. Theoretische Ergänzungen wurden sparsam in Kleindruck eingestreut.

Der erste Teil des Buches bringt das Wesentliche über die Erzeugung des Ultraschalles mit mechanischen, thermischen, magnetostriktiven und piëzoelektrischen Schallgebern, sowie über den Nachweis und die Messung des Ultraschalles mit mechanischen, thermischen, elektrischen und optischen Verfahren, wobei letzterem besonders viel Raum gewidmet ist.

Der zweite Teil des Buches enthält zwei Kapitel über Schallgeschwindigkeits- und Absorptionsmessungen und ein weiteres Kapitel über Anwendungen des Ultraschalles. Dieses Kapitel dürfte für einen großen Leserkreis am interessantesten sein. Deshalb möchte man wünschen, daß ihm ein noch größerer Teil des Buches gewidmet würde. So wird z. B. die Anwendung des Ultraschalles zur Nachrichtenübermittlung auf nur 5 Seiten abgetan, worin auf die im Wasser praktisch erzielten Reichweiten kaum hingewiesen ist.

Das vorliegende Werk wird jedem, der auf dem Ultraschallgebiet zu tun hat oder sich über dieses Gebiet informieren möchte,

ein mit seinem reichen Inhalt und seiner einfachen Darstellung sehr erwünschtes Hilfsmittel sein.

Die dritte Auflage ist gegenüber der zweiten um rund 30% an Seiten, um rund 20% an Bildern und um 35% an Schrifttumshinweisen vermehrt worden und dadurch dem neuen Stand der Ultraschallforschung sowie der Ultraschalltechnik angepaßt. Demgemäß vermag die dritte Auflage auch dem viel zu bieten, der die zweite Auflage eingehend studiert hat.

F. Bergtold.

Verstärker und Empfänger

Bearbeitet von M. J. C. Strutt. 425 Bilder. 384 Seiten. 17,5 × 25 cm. Preis gebunden 34.80 RM. Band 4 des Lehrbuches der drahtlosen Nachrichtentechnik, herausgegeben von N. v. Korshenewsky und W. T. Runge. Verlag J. Springer, Berlin. 1943.

Das Buch bringt in moderner Form, von einem erstklassigen Fachmann geschrieben, der Gelegenheit hatte, in Sonderfragen die Spezialisten der Philipswerke Eindhoven zu Rate zu ziehen, die Theorie und Praxis der Verstärker und Empfänger. Das Buch ist – besonders in der Abbildung von praktisch ausgeführten Teilen und Geräten – einseitig von Philips-Fabrikaten beeinflußt. Das stört den Fachmann, der aus seiner Praxis gelernt hat, daß die Philips-Fabrikate zwar gut sind, aber doch nicht immer das Beste darstellen, was auf einem Sondergebiet existiert. Sehr von Vorteil ist die Bevorzugung allgemein theoretischer Überlegungen vor einer Darstellungsart, die nur ein Bericht über zur Zeit gebaute Geräte wäre. Aus diesem Grunde besteht für das Buch auch nicht die Gefahr, daß es in nächster Zeit veralten könnte. Auch neuere Tatsachen und Strömungen im Empfängerbau sind berücksichtigt, so z. B. die Frequenzmodulation, die in Europa bisher nur in wissenschaftlichen Arbeiten behandelt wurde, aber öffentlich keine praktische Erprobung gefunden hat. Die Philipswerke scheinen beinahe die einzigen zu sein, die dieser neuen Modulations- und Demodulationsart das ihr gebührende Augenmerk allgemein widmen konnten.

Der Inhalt des Buches gliedert sich folgendermaßen:

A. Theorie der Verstärkung, Verzerrungen, Gleichrichtung und Frequenzwandlung, Rauschen, Verstärkung nicht periodischer Vorgänge.

B. Widerstände, Kondensatoren, Spulen und Transformatoren, Schalter, Antriebe, Kleinteile, Schallaufnahme- und Wiedergabegeräte.

C. Bereich für Niederfrequenz, Verstärkung, Verzerrungs- und Störungsverringerung, Vorverstärker, Endverstärker, Verstärkung nichtperiodischer Vorgänge, Gestaltung von Niederfrequenzverstärkern.

D. Hochfrequenzsignale, Verstärkerstufen, Stör- und Verzerrungsminderung.

E. Gleichrichtung, Mischung, Schwingstufen.

F. Verringerung der Schwankungen in Elektronenröhren, Beseitigung der Wirkung der spontanen Schwankungen in Empfangsgeräten, Anwendungen, Rauschleistung am Empfängerausgang.

G. Empfängereingangsschaltungen, Geradeaus- und Überlagerungsempfang, Reflex-, Rückkopplungs- und Pendelrückkopplungsempfang, Empfang frequenzmodulierter Wellen, Telegraphie-, Impuls-, Einseitenbandempfang.

H. Regelung und Speisung von Empfängern, Bedienung, Empfangsstörungsbekämpfung, Bau und Normung.

I. Meßgeräte, elektrische und elektroakustische Meßverfahren.

Schrifttum, Sachverzeichnis.

Hier wird – und das geschieht leider recht selten in Büchern über Verstärker und Empfänger – auch die meßtechnische Seite einigermaßen gründlich behandelt.

Das Buch kann jedem Hochfrequenztechniker als ein Standardwerk der Verstärker- und Empfängertechnik sehr empfohlen werden. Die mathematischen Grundlagen, die das Buch voraussetzt, sind durchaus nicht so hoch, daß sie einen ernstlich interessierten Techniker abschrecken könnten.

Dr. O. Macek.

Akustische Größen und Stoffkenngrößen

Von Dr. O. Macek, München

In Heft 5 der Auslese 1942/43 wurden die Grundgrößen der Akustik behandelt. Hier werden nun die Zusammenhänge dargetan, die zwischen diesen Grundgrößen bestehen, sowie die Beziehungen gezeigt, die zwischen diesen Größen und den Eigenschaften des vom Schallfeld erfüllten Stoffes vorhanden sind.

Schalleistungsdichte und Schallarbeitsdichte

Die Schalleistungsdichte J oder Schallstärke ist der zeitliche Mittelwert der Schalleistung, die durch die Einheit einer zur Schall-Fortpflanzungsrichtung senkrechten Ebene geht.

Die Schallarbeitsdichte E oder Schalldichte stellt den zeitlichen Mittelwert des je Einheit des Schallraumes vorhandenen Arbeitsinhaltes dar.

Vom Schallquerschnitt q, der quer zur Schall-Fortpflanzungsrichtung gemessen wird, kommen wir zum Schallraum V, indem wir den Querschnitt mit einer in der Fortpflanzungsrichtung gemessenen Länge l vervielfachen.

Von der Schallarbeit A gelangen wir zur Schalleistung N, indem wir die Arbeit auf die Zeiteinheit beziehen – also z. B. durch die in Sekunden ausgedrückte Zeit t teilen.

Also gilt, wenn wir schreiben:

$$J = \frac{N}{q} \quad \text{und} \quad E = \frac{A}{V}, \qquad (1)$$

$$E = \frac{N \cdot t}{q \cdot l}$$

oder, da $\frac{l}{t}$ für eine in der Richtung der Schallfortpflanzung gemessene Länge l die Schallgeschwindigkeit c bedeutet:

$$E = \frac{J}{c}, \quad J = E \cdot c. \qquad (2)$$

Schallgeschwindigkeit und Stoffkenngrößen

Die Schallgeschwindigkeit c, die Schallschnelle v und die Verdichtung s stehen mit den Stoffkenngrößen des schalleitenden Mittels in engem Zusammenhang. So hängt vor allem die Schallgeschwindigkeit von den elastischen Eigenschaften des schalleitenden Mittels ab.

Bei ebenen Wellen läßt sich die Beziehung zwischen der Schallgeschwindigkeit c, der Dichte ϱ_0 des Mittels und der Verdichtung s leicht ableiten. Wir betrachten die Ausbreitung einer Druckstörung in einem unendlich langen Rohr (Bild 1). Der Rohrquerschnitt sei 1 cm². Ein Zylinder, der von den Querschnitten A und B begrenzt ist und die Höhe $\mathrm{d}x$ besitzt, hat seine Grundfläche an der Stelle x und seine Deckfläche an der Stelle $x + \mathrm{d}x$ des Rohres. Durch die Wirkung der von links wirkenden Druckstörung befindet sich der Zylinder nach einer sehr kleinen Zeit $\mathrm{d}t$ an der Stelle A', B' mit den Koordinaten $x + \xi$ und $x + \xi + \mathrm{d}x + \mathrm{d}\xi = x + \xi + \mathrm{d}x + \frac{\mathrm{d}\xi}{\mathrm{d}x}\,\mathrm{d}x$. Das Glied $\frac{\mathrm{d}\xi}{\mathrm{d}x}$ deutet auf die unter dem Einfluß der Druckstörung zustandegekommene Volumänderung hin.

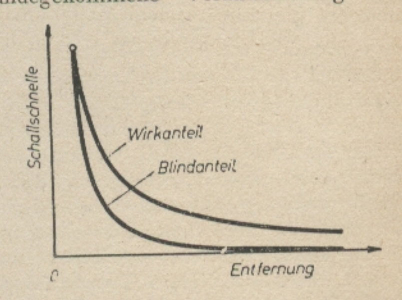


Bild 1

Da der Rohrquerschnitt durchweg 1 cm² beträgt, ist

$$\frac{\mathrm{d}\xi}{\mathrm{d}x} = s \qquad (3)$$

gleich dem Verhältnis der Volumänderung $\mathrm{d}V$ des Zylinders zum Volumen V vor der Druckänderung. $\frac{\mathrm{d}\xi}{\mathrm{d}x} = s$ stellt somit die (relative) Verdichtung dar. Zwischen ihr und der Druckänderung $\mathrm{d}p$ be-

steht für geringe Druckänderungen Verhältnisgleichheit:

$$s = K \cdot \mathrm{d}p = -\frac{\mathrm{d}V}{V}. \qquad (4)$$

Die „Zusammendrückbarkeit" (K) und die Druckänderung ($\mathrm{d}p$) können mit (4) folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$K = -\frac{1}{V} \cdot \frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}p} \text{ und } \mathrm{d}p = \frac{1}{K} \cdot s. \qquad (5)$$

Die Volumänderung erfolgt beim Schall adiabatisch. Das heißt: Wegen der Schnelligkeit der Zusammendrückung und Ausdehnung findet mit der Umgebung kein Temperaturausgleich statt, so daß sich der schalleitende Stoff beim Zusammendrücken erwärmt und beim Entspannen um ebensoviel wieder abkühlt. Für die „adiabatische Kompressibilität" (Zusammendrückbarkeit) eines Gases folgt aus der adiabatischen Zustandsgleichung:

$$K = \frac{1}{\varkappa \cdot p_0}, \qquad (6)$$

wobei $\varkappa = \frac{c_p}{c_v}$ das Verhältnis der spezifischen Wärmen bei gleichbleibendem Druck und bei gleichbleibendem Rauminhalt – also eine Stoffkenngröße des in dem Rohr befindlichen Gases – ist und p_0 den mittleren Druck bedeutet. Bedeutet $\mathrm{d}p$ die Druckschwankung an der Stelle A', so ist sie mit (5) an der Stelle B':

$$\mathrm{d}p + \frac{\mathrm{d}(\mathrm{d}p)}{\mathrm{d}x} \cdot \mathrm{d}x = \frac{1}{K} \cdot s + \frac{1}{K} \cdot \frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}x} \cdot \mathrm{d}x$$

oder mit (3):

$$= \frac{1}{K} \cdot \frac{\mathrm{d}\xi}{\mathrm{d}x} + \frac{1}{K} \cdot \frac{\mathrm{d}^2\xi}{\mathrm{d}x^2}.$$

Die gesamte auf den Zylinder in der Richtung der Rohrachse wirkende Kraft ist gleich dem Produkt aus der Differenz der Drucke auf die beiden Flächen A' und B' und der Fläche 1 cm². Es folgt also die Kraft aus vorstehender Beziehung zu

$$\mathrm{d}p + \frac{\mathrm{d}(\mathrm{d}p)}{\mathrm{d}x} - \mathrm{d}p = \frac{d(\mathrm{d}p)}{\mathrm{d}x} = \frac{1}{K} \cdot \frac{\mathrm{d}^2\xi}{\mathrm{d}x^2} \cdot \mathrm{d}x.$$

Da wir von Reibungskräften (Dämpfung) absehen wollen, muß gelten:

Kraft = Masse × Beschleunigung,

wobei die Masse = Dichte × Volumen und dieses = 1 cm² · $\mathrm{d}x$ ist. Also mit ϱ_0 als Dichte:

$$\frac{1}{K} \cdot \frac{d^2\xi}{\mathrm{d}x^2} \cdot \mathrm{d}x = \varrho_0 \cdot \mathrm{d}x \cdot \frac{\mathrm{d}^2\xi}{\mathrm{d}t^2}.$$

Daraus erhält man:

$$\frac{\mathrm{d}^2\xi}{\mathrm{d}t^2} = \frac{1}{K \cdot \varrho_0} \cdot \frac{\mathrm{d}^2\xi}{\mathrm{d}x^2}. \qquad (7)$$

Diese Gleichung ist kennzeichnend für Wellen. Für Wellen gilt nämlich:

$$\frac{\mathrm{d}^2\xi}{\mathrm{d}t^2} = c^2 \frac{\mathrm{d}^2\xi}{\mathrm{d}x}, \qquad (8)$$

worin c die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Welle bedeutet. Aus einem Vergleich von (7) und (8) folgt für die Fortpflanzungsgeschwindigkeit von Störungen in einem Gas:

$$c = \sqrt{\frac{1}{K \cdot \varrho_0}} = \sqrt{\frac{\varkappa \cdot p_0}{\varrho_0}} \, (p_0, \varrho_0 = \text{const}) \; (9).$$

Hier bedeuten:

- K „adiabatische Zusammendrückbarkeit",
- ϱ_0 Dichte des Stoffes,
- $\varkappa$ Verhältnis der spezifischen Wärmen bei gleichbleibendem Druck und gleichbleibendem Volumen und
- p_0 normaler Druck (z. B. Luftdruck).

Die Schallgeschwindigkeit in Flüssigkeiten und Festkörpern erhält man ähnlich wie die in Gasen. Für Flüssigkeiten ist die Zusammendrückbarkeit K die am besten zu messende Stoffkenngröße. Daher gilt hier für die Schallgeschwindigkeit:

$$c = \sqrt{\frac{1}{K \cdot \varrho_0}}. \qquad (10)$$

Für Festkörper tritt an Stelle der Kompressibilität der Elastizitätsmodul E, der bei Längswellen ausschlaggebend für die Schallfortpflanzung ist, womit die Beziehung (9) folgende Form annimmt:

$$c = \sqrt{\frac{E}{\varrho_0}}. \qquad (11)$$

Einige Zahlenwerte für Stoffkenngrößen und Schallgeschwindigkeit

Gasförmige Körper	$\frac{c_p}{c_v}$	Dichte ϱ_o	Schallgeschwindigkeit c für $p_o = 760$ Torr
Wasserstoff....	1,41	0,000038 $\frac{g}{cm^3}$	1310 $\frac{m}{s}$
Luft	1,40	0,00129 ,,	332 ,,
Kohlenoxyd ...	1,41	0,00125 ,,	338 ,,
Leuchtgas	1,30	0,0006 ,,	469 ,,

Flüssigkeiten	Zusammendrückbarkeit K	Dichte ϱ_o	Schallgeschwindigkeit c
Wasser	$48 \cdot 10^{-12}$ $\frac{cm\ s^2}{g}$	1 $\frac{g}{cm^3}$	1440 $\frac{m}{s}$
Alkohol	$111 \cdot 10^{-12}$,,	0,79 ,,	1060 ,,
Petroleum	$71 \cdot 10^{-12}$,,	0,85 ,,	1300 ,,
Quecksilber ...	$4 \cdot 10^{-12}$,,	13,5 ,,	1360 ,,

Festkörper	Elastizitätsmodul E	Dichte ϱ_o	Schallgeschwindigkeit c
Eisen	$2 \cdot 10^{12}$ $\frac{g}{cm\ s^2}$	7,8 $\frac{g}{cm^3}$	5000 $\frac{m}{s}$
Aluminium ...	$0{,}7 \cdot 10^{12}$,,	2,6 ,,	5100 ,,
Messing	$1 \cdot 10^{12}$,,	8,5 ,,	3400 ,,
Fichtenholz ...	$0{,}1 \cdot 10^{12}$,,	0,5 ,,	4400 ,,

Wegen der Abhängigkeit der Stoffkenngrößen von der Temperatur ist auch die Schallgeschwindigkeit von der Temperatur abhängig, und zwar gilt für Gase bei gleichbleibendem Druck:

$$c = c_o \cdot \sqrt{1 + \frac{\Theta}{273}}\ \frac{m}{s}, \qquad (12)$$

worin c_o die Schallgeschwindigkeit bei der Temperatur $\Theta = 0$ bedeutet.

Die Schallabstrahlung von einer Membran

Oben wurde die Ausbreitung einer Druckstörung in einem unendlich langen Rohr betrachtet und daraus ein Zusammenhang zwischen der Schallgeschwindigkeit und den Stoffkenngrößen abgeleitet. Betrachten wir als Erreger dieser Druckstörung eine ebene Membran, die sich senkrecht zu ihrer Ebene bewegt, so können wir dafür die Rechnung des vorhergehenden Abschnittes verwenden. Es entsteht also durch die Bewegung der Membran eine ebene Welle. Wir stellen uns die Aufgabe, die Größen- und Phasenbeziehungen in dieser Welle zu untersuchen.

Wir erhalten nach der oben angeführten Überlegung die Wellengleichung

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = \frac{\varkappa \cdot p_o}{\varrho} \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2}$$

und die Fortpflanzungsgeschwindigkeit

$$c = \sqrt{\frac{\varkappa \cdot p_o}{\varrho}}.$$

Die Wellengleichung wird durch den Ansatz gelöst:

$$\xi = \xi_o \cdot e^{j\omega\left(t - \frac{x}{c}\right)}.$$

Wir finden den Schalldruckhöchstwert dp, indem wir für den Raum AB (siehe Bild 1) die Bewegungsgleichung: Kraft = Masse × Beschleunigung aufstellen.

$$\mathrm{d}p = -\varrho \cdot \mathrm{d}x \cdot \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} \text{ oder } \frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}x} = -\varrho \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2}.$$

Durch Integration dieses Ausdruckes, der zufolge der Wellengleichung so lautet:

$$\frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}x} = \varrho \cdot \omega^2 \xi_0 \, e^{\mathrm{j}\omega\left(t - \frac{x}{c}\right)}$$ erhalten wir

$$p = \int\limits_{x_0}^{x} \frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}x} \cdot \mathrm{d}x =$$

$$= \mathrm{j}\,\omega c \varrho \, \xi_0 \left[e^{\mathrm{j}\omega\left(t - \frac{x}{c}\right)} - e^{\mathrm{j}\omega\left(t - \frac{x_0}{c}\right)} \right].$$

Diese Formel stellt eine räumliche sinusförmige Druckverteilung dar. Der Druck schwankt um einen Mittelwert p_0, dem mittleren Luftdruck in der Schallwelle mit der Amplitude

$$|dp| = \varrho \cdot c \cdot \omega \xi_0.$$

Der Ausdruck $\omega \xi_0$ hat eine besondere Bedeutung. Er entsteht dadurch, daß man aus der Wellengleichung den Höchstwert von $\frac{\mathrm{d}\xi}{\mathrm{d}t}$, also die größte Geschwindigkeit, mit der sich die Teilchen bewegen, berechnet. Man erhält durch Differenzieren

$$\frac{\mathrm{d}\xi}{\mathrm{d}t} = \omega \xi_0 \, e^{\mathrm{j}\omega\left(t - \frac{x}{c}\right)}.$$

Die größte Geschwindigkeit ist $\omega \xi_0$. Man nennt $\omega \xi_0$ die Schallschnelle $\mathfrak{v}$. Sie ist in Phase mit dem Schalldruck, da ϱ und c skalare Größen sind. Der Verhältniswert, der bei der ebenen Welle, wie wir oben berechneten, den Wert $\varrho \cdot c$ hat, heißt Schallwellenwiderstand.

Schalldruck, Schallschnelle, Schallwellenwiderstand und Schalleistung

Der Schallwellenwiderstand z ist gleich dem Produkt aus der Dichte des schalleitenden Stoffes und der Schallgeschwindigkeit in diesem Stoff. Für die Schalleistungsdichte J gilt bei sinusförmigen Wellen:

$$J = \frac{p^2}{\varrho c} = v^2 \cdot \varrho \cdot c = p \cdot v \qquad (13)$$

(ganz entsprechend der Leistungsformel in der Elektrizitätslehre). Hier bedeuten:

- p, v die wirksamen Werte des Schalldruckes und der Schallschnelle,
- ϱ die Dichte des Stoffes,
- c die Schallgeschwindigkeit.

Für Luft ist z. B. $J = \frac{p^2}{415} \frac{\mu\mathrm{W}}{\mathrm{cm}^2}$, wenn p in $\frac{\mathrm{dyn}}{\mathrm{cm}^2}$ gemessen wird.

Zur Übersicht über die Größenordnung der Schallfeldgrößen sei folgendes angegeben: Für einen Ton von 1000 Hz (ω = 6280) und $p_{\max} = 1 \frac{\mathrm{dyn}}{\mathrm{cm}^2}$ (normaler Sprachschalldruck) beträgt somit die größte Schallschnelle $v_{\max} = 0{,}024 \frac{\mathrm{cm}}{\mathrm{s}}$, der größte Schallausschlag $a_{\max} = \frac{v_{\max}}{\omega} = 3{,}8 \cdot 10^{-6}$ cm und die Schalleistungsdichte $J = 1{,}22 \cdot 10^{-3} \frac{\mu\mathrm{W}}{\mathrm{cm}^2}$.

Kugelwellen

Bei Kugelwellen, der am meisten auftretenden Wellenform, treten für große Wellenlänge und kleine Abstände von der Schallquelle zwischen den Schallfeldgrößen Phasenverschiebungen auf. Hier sind die Verhältnisse am leichtesten zu übersehen, wenn man sich der Deutung der Schallfeldgrößen als komplexe Zeiger in der Gaußschen Zahlenebene bedient. Um das anzudeuten, kann man die Schallfeldgrößen mit deutschen Buchstaben bezeichnen.

Im Kugelschallfeld nimmt – abgesehen von der Dämpfung – die Schalleistungsdichte umgekehrt verhältnisgleich der Fläche, also umgekehrt verhältnisgleich dem Quadrat des Abstandes von der Schallquelle und der Schalldruck umgekehrt verhältnisgleich dem Abstand r von der Schallquelle ab. Die Schallschnelle läßt sich in zwei Anteile zerlegen (Bild 2), deren erster mit dem Schalldruck in Phase ist und eben-

falls mit $\frac{1}{r}$ abnimmt, während der zweite dem Schalldruck zeitlich um 90° nacheilt und mit $\frac{1}{r^2}$ abnimmt. Zwischen Druck und Schnelle besteht eine Phasenverschiebung φ, die sich aus der Formel:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\lambda}{2\pi r} = \frac{c}{\omega r} \qquad (14)$$

ergibt. Entsprechend der Wechselstrombeziehung gilt:

$$J = \mathfrak{p} \cdot \mathfrak{v} = p \cdot v \cdot \cos \varphi = \frac{p^2}{\varrho c} = \varrho - c \cdot v^2 \cdot \cos^2 \varphi. \qquad (15)$$

Dabei ist der „Leistungsfaktor" $\cos \varphi =$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{c}{\omega r}\right)^2}}.$$

Dieser liegt schon für Abstände, die etwas größer als die halbe Wellenlänge sind, nahe bei 1. Für größere Abstände werden die Ausbreitungsverhältnisse also für Kugelwellen dieselben wie für ebene

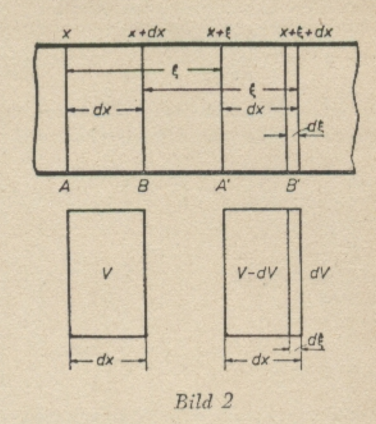


Bild 2

Wellen, wenn man davon absieht, daß bei ihnen Schalldruck und Schallschnelle mit $\frac{1}{r}$ und die Schalleistungsdichte mit $\frac{1}{r^2}$ abnehmen.

Bücher-Auslese

Meßverfahren der Funkmutung

Von Dipl.-Ing. Dr. Volker Fritsch. 174 Bilder. 220 Seiten. 17 × 24 cm. Verlag R. Oldenbourg, München und Berlin. 1943. Preis 14.– RM.

Das Buch über Funkmutung behandelt die jüngste Teilwissenschaft der Geophysik, die Funkmutung, also die Feststellung wichtiger Erzlager, Erdöllager, Kohlenflötze, Erdhöhlen, unterirdischen Wasserläufen usw. mittels funktechnischer Methoden. Auch die Kabelsuche, das Aufsuchen von Wasserleitungsrohren und das Aufsuchen günstiger Erdungsstellen für Blitzableiter gehören in dieses Gebiet. Der Verfasser dieses Buches hat sich schon seit langer Zeit mit den Methoden der Funkgeologie befaßt und sich bemüht, diese Methoden zu verfeinern, so daß sie mit den übrigen Methoden der Geophysik, z. B. den Pendelmethoden, den magnetischen Methoden und der von der Wissenschaft trotz vieler Erfolge noch nicht anerkannten Wünschelrutenmethode konkurrieren konnten. Heute kann man wohl schon sagen, daß mit der Verbesserung der Hochfrequenztechnik auch die Methoden der Funkmutung bereits jene Reife erzielt haben, die sie für den praktischen Gebrauch anwendbar macht.

Die Geräte, die der Verfasser beschreibt, sind so einfach, daß sie jeder bessere Funkbastler nachbauen kann, wenngleich auch die Auswertung der Messungen noch eine Wissenschaft für sich ist. Das Buch ist für den Hochfrequenztechniker als neuartige Anwendung der Hochfrequenz-Meßtechnik interessant, zumal es die Hinweise auf Original-Literatur ziemlich vollständig enthält. Der Inhalt ist folgender:

1. Grundlagen der Funkmutung. 2. Die wichtigsten Verfahren der Funkmutung. 3. Ausbreitungsverfahren ober Tags. 4. Ausbreitungsverfahren unter Tags. 5. Widerstandsverfahren. 6. Fehlerquellen. 7. Anwendungsbeispiele. Schrifttum, Sachregister. Dr. O. Macek.

Aufgaben-Auslese

Hier folgen zunächst die Lösungen der Aufgaben aus Heft 1. Anschließend werden neue Aufgaben gestellt.

Zu 1. Das Strahlbild ergibt sich, wie in der Aufgabe erwähnt, aus einer waagerechten, zeitlich sinusförmigen Ablenkung und einer senkrechten Ablenkung. Jeder Einzelpunkt des Strahlbildes ist durch die zum selben Zeitpunkt gehörigen Augenblickswerte der beiden Spannungen bestimmt. Wir tragen gemäß Bild 1 unter

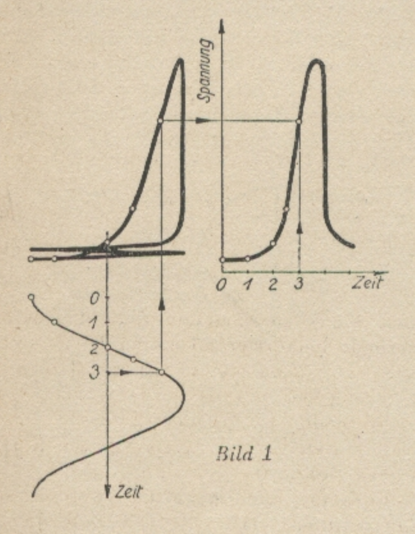


Bild 1

das Strahlbild eine zeitlich sinusförmige Spannung so auf, daß der doppelte Höchstwert dieser Spannung gleich der Breite des Strahlbildes wird. Mit welchem Augenblickswert wir beginnen, ist an sich gleichgültig. Wir wählen als ersten Augenblickswert den negativen Höchstwert (Bild 1 unten) und ordnen dem ersten Teil dieser Kennlinie den von links nach rechts stark ansteigenden Ast des Strahlbildes zu. Damit bekommen wir den in Bild 1 gezeigten Zusammenhang, der dort für Punkt 3 durch Pfeile noch verdeutlicht ist. Statt von einer Sinuslinie können wir von einem Kreis ausgehen, was die Sache etwas vereinfacht (Bild 2). Mit Bild 2 bekommen wir als zeitlichen Verlauf der die senkrechte Ablenkung bewirkenden Spannung Bild 3. Nicht geklärt ist dabei, ob das angenommene Spannungsvorzeichen stimmt und ob der zeitliche Ablauf einem Fortschreiten der Zeit von links nach rechts oder von rechts nach links entspricht. Beides kann auf Grund der in Aufgabe 1 gegebenen Unterlagen nicht geklärt werden.

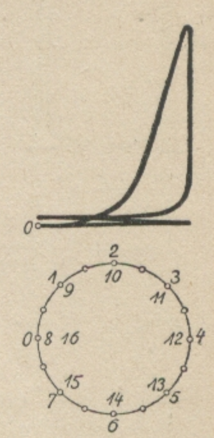


Bild 2

Wir können lediglich noch den Spannungsmaßstab antragen und angeben, daß der zwischen zwei Punkten liegende Zeitabschnitt gleich $\frac{1}{16 \cdot 400}$ Sekunden oder $\frac{1}{16 \cdot 0{,}4}$ = rund 0,156 Millisekunden bedeutet.

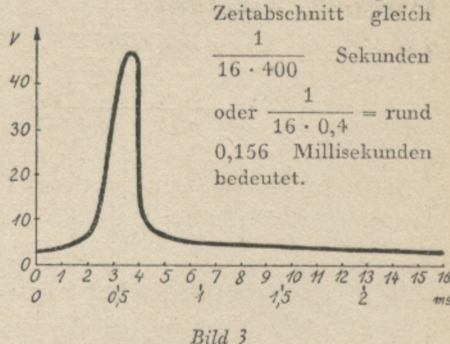


Bild 3

Zu 2. Die Frequenz der die senkrechte Ablenkung bewirkenden Spannung beträgt 200 Hz, da zu einer Periode dieser Spannung zwei Perioden der 400 Hz-Spannung gehören. Geschieht die waagerechte Ablenkung mit 100 Hz, so entfallen auf eine Periode der waagerecht ablenkenden Spannung zwei Perioden der senkrecht ablenkenden Spannung. Die Punkte 0, 1, 2

usw. rücken auf dem Kreis (Bild 2) viermal so nahe zusammen (Kreis in Bild 4). Über diesem Kreis tragen wir die ausBild 2 oder Bild 3 entnommenen senkrechten Abstände auf (Bild 4 oben). Ob sich das Strahlbild in dieser Art abbildet oder in einer anderen, hängt von der gegenseitigen Phasenlage der beiden Spannungen ab.

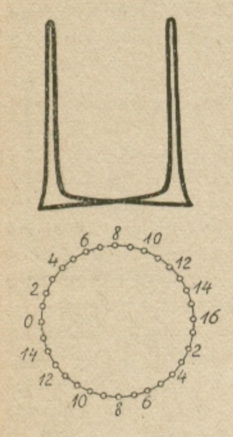


Bild 4

Zu 3. Aus den Resonanzkennlinien (Bild 5) folgt zunächst, daß unabhängig von der Frequenz eine Wirkspannung von 30 V

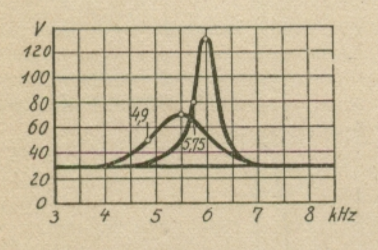


Bild 5

vorhanden ist. Das bedeutet, daß die 2 A durch einen der übrigen Schaltung vorgeschalteten Wirkwiderstand von $\frac{30}{2} = 15\ \Omega$ fließen. In Reihe damit liegt offenbar eine Kapazität (Blindwiderstand, der mit zunehmender Frequenz sinkt) – umschaltbar für die beiden Einzel-Resonanzteile. Die Kapazitäten sind gegeben durch:

$$C = \frac{1}{\omega \cdot R_c}$$

oder hier mit $R_c = 25\ \Omega$ und $\omega_1 = 34{,}5$, $\omega_2 = 37{,}6$ (siehe unten). Die Resonanzwiderstände betragen

$$\frac{70\ \text{V} - 30\ \text{V}}{2\ \text{A}} = 20\ \Omega \text{ und } \frac{130\ \text{V} - 30\ \text{V}}{2\ \text{A}} = 50\ \Omega.$$

Für die Resonanzfrequenz ist in dem Resonanzteil, der wegen seines veränderlichen Wirkwiderstandes aus einer Nebeneinanderschaltung bestehen muß, der induktive Leitwert gleich dem kapazitiven Leitwert:

$$\frac{1}{\omega \cdot L} = \omega \cdot C. \text{ Also } \omega^2{}_{\text{kHz}} = \frac{1\,000\,000}{L_{\text{mH}} \cdot C_{\text{nF}}}$$

oder hier mit $\omega_{10} = 2 \cdot \pi \cdot 5{,}5\ \text{kHz} = 34{,}5$ (kHz) und $\omega_{20} = 2 \cdot \pi \cdot 6\ \text{kHz} = 37{,}6$ (kHz):

$$L_{1\text{mH}} \cdot C_{1\text{nF}} = 845; \quad L_{2\text{mH}} \cdot C_{2\text{nF}} = 710. \quad (1)$$

Die Hälfte der Resonanzwirkspannung ergibt sich für die erste Kennlinie z. B. zu 4,9 kHz oder $\omega_1 = 30{,}8$ (kHz) und für die zweite zu 5,75 kHz oder $\omega_2 = 36{,}1$ (kHz). Bei halber Resonanzzweig-Wirkspannung wird die Blindspannung ebenso groß wie



Bild 6

diese (Bild 6). Das bedeutet Gleichheit von Blind- und Wirkleitwert oder Blind- und Wirkwiderstand. Der Wirkwiderstand ist gleich dem Resonanzwiderstand. Also:

$$\left| 30{,}8\ L_{1\text{mH}} - \frac{1\,000\,000}{30{,}8\ C_{1\text{nF}}} \right| = |20| \quad \text{oder}$$

$$\left| 1{,}54\ L_{1\text{mH}} - \frac{1620}{C_{1\text{nF}}} \right| = |1| \quad \text{oder mit (1)}$$

$$\left| 1{,}54\ L_{1\text{mH}} - \frac{1620\ L_{1\text{mH}}}{845} \right| = |1| \quad \text{oder}$$

$$0{,}38\ L_{1\text{mH}} = 1 \quad \text{oder} \quad L_1 = 2{,}64\ \text{mH},$$

$$C_{1\text{nF}} = \frac{845}{L_{1\text{mH}}} = 320\ \text{nF} \quad \text{und}$$

$$\left| 36{,}1\ L_{2\text{mH}} - \frac{1\,000\,000}{36{,}1\ C_{1\text{nF}}} \right| = |50| \quad \text{oder}$$

$$\left| 0{,}72\ L_{2\text{mH}} - \frac{555}{C_{2\text{nF}}} \right| = |1| \quad \text{oder mit (1)}$$

$$\left| 0{,}72\, L_{2\mathrm{mH}} - \frac{550\, L_{2\mathrm{mH}}}{710} \right| = |1| \text{ oder}$$

$$0{,}06\, L_{2\mathrm{mH}} = 1 \text{ oder } L_1 = 16{,}7 \text{ mH},$$

$$C_{2\mathrm{nF}} = \frac{710}{L_{2\mathrm{mH}}} = 42{,}5 \text{ nF}.$$

Daraus folgt die in Bild 7 veranschaulichte Schaltung. Unter Vernachlässigung

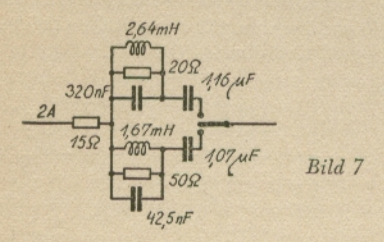


Bild 7

der Veränderlichkeit der im Resonanzfall 50 V betragenden Blindspannung ergeben sich die in Bild 8 gezeigten Ortskurven. Berücksichtigen wir, daß die Blindspannung sich im Verhältnis $\frac{\text{Resonanzfrequenz}}{\text{jeweilige Frequenz}}$ ändert, so erhalten wir z. B. für den ersten Fall die in Bild 9 niedergelegte Ortskurve.

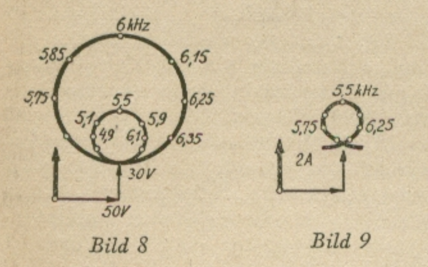


Bild 8 *Bild 9*

Zu 4. Zwei Dezibel bedeuten das 1,259-fache der Spannung (oder des Stromes). Wenn also ein Fehler von 2 db noch als zulässig gilt, dürfen die angezeigten Werte um rund 26% von den Sollwerten abweichen. Zur Eichung des Spannungszeigers kann demgemäß die Netzspannung unter Zuhilfenahme eines aus Widerstandsstäben bestehenden Spannungsteilers benutzt werden. Der Sollwert der Netzspannung wird, falls das von ihr in den Glühlampen erzeugte Licht als einigermaßen normal angesprochen werden kann, genauer eingehalten als auf ± 26%. Den Spannungsteiler-Gesamtwiderstand muß man so bemessen, daß das Widerstandsverhältnis durch das Anschalten des Netzgerätes nicht verfälscht wird.

Neue Aufgaben:

1. Mit einem Gleichspannungszeiger, dessen Gesamtwiderstand 100 kΩ beträgt, wird eine Spannung gemessen. Es ergibt sich bei 150 Skalenteilen Vollausschlag und 50 V Meßbereich ein Ausschlag von 45 Skalenteilen. Schalten wir neben den Spannungszeiger zusätzlich einen Widerstand von 60 kΩ, so geht der Ausschlag auf 40 Skalenteile zurück. Unter welcher Voraussetzung kann man die Spannung angeben, die ohne angeschalteten Spannungszeiger und ohne den Zusatzwiderstand vorhanden wäre. Und welchen Wert hat diese Spannung?

2. Ist es richtig, von Körperschall zu sprechen? Was hat man darunter zu verstehen?

3. An einem Wechselstromnetz mit 220 V, 50 Hz ist ein Gerät zu betreiben, das 40 V und 0,3 A für sich benötigt. Als Vorschaltwiderstand soll ein Kondensator benutzt werden. Welche Kapazität ist zu wählen a) wenn der cos φ des Gerätes gleich 1 ist, b) wenn er 0,9 (induktiv) beträgt, c) bei cos $\varphi = 1$, wenn die Netzspannung nicht rein sinusförmig ist, sondern eine dritte Oberwelle von 12% der Grundwelle enthält?

4. Kann ein reiner Wirkwiderstand einen cos φ oder Leistungsfaktor haben, der kleiner als 1 ist? Wenn ja – welche Eigenschaften muß der Wirkwiderstand aufweisen?

5. Ein Strahler, der nach allen Seiten gleichmäßig strahlt, versorgt eine ebene, ziemlich dünne Schicht, in der er enthalten ist, mit Strahlungsleistung. Die beiden Grenzebenen werfen die Strahlung nicht zurück. In der Schicht selbst findet keine Dämpfung statt. Wie ändert sich die Leistungsdichte mit der Entfernung vom Strahler?

F. Bergtold.

Experimentelle Ermittlung der Antennen-Richtkennlinien

Von Dipl.-Ing. H. H. Emschermann, Berlin

Im folgenden Aufsatz wird gezeigt, wie sich eine Antennen-Richtkennlinie gewinnen läßt. Diese Kennlinie veranschaulicht, wie die Antenne in den einzelnen Richtungen verschieden stark strahlt und verschieden gut aufnimmt.

Feststellung der Richtungsabhängigkeit

Um die Richtungsabhängigkeit der Strahlung einer Sende-Antenne zu ermitteln, mißt man in der interessierenden Ebene längs eines Kreises, der die in Betrieb befindliche Sende-Antenne zum Mittelpunkt hat, das von ihr herrührende elektrische oder magnetische Spannungsgefälle.

Um die Richtungsabhängigkeit der Aufnahme einer Empfangs-Antenne zu gewinnen, läßt man auf einem Kreis, der die Empfangs-Antenne zum Mittelpunkt hat, einen Sender wandern, dessen Strahlung in Richtung auf den Kreismittelpunkt gleichbleibt, und bestimmt die Empfangsspannung für die einzelnen Stellungen des Senders. Da die Richtwirkung einer Antenne unabhängig davon ist, ob es sich um Empfang oder Sendung handelt, kann man die Empfangs-Antenne auch als Sende-Antenne untersuchen.

Darstellung der Richtungsabhängigkeit

Die Richtungsabhängigkeit wird durch Kennlinien veranschaulicht. Dabei verwendet man zwei Kennlinienarten:

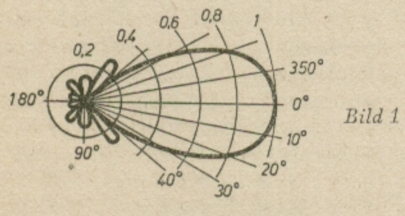


Bild 1

Die (eigentliche) Richtkennlinie zeigt die Empfangsspannung oder das Spannungsgefälle in Polarkoordinaten mit den tatsächlichen Winkeln (Bild 1). Zwei oder drei zueinander senkrechte solche Richtkennlinien ergeben das Gerippe zur Richtkennfläche der Antennenanordnung.

Die Richtfaktorkennlinie zeigt denselben Zusammenhang in kartesischen (rechtwinkligen) Koordinaten (Bild 2).

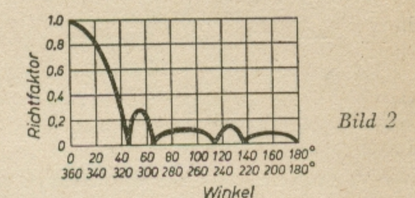


Bild 2

Letztere Darstellung hat zunächst den Vorteil des beliebig großen Winkelmaßstabes, womit die Darstellung der verschiedenen Nebenhöchstwerte in jeder gewünschten Genauigkeit möglich wird. Der zweite Vorteil dieser Darstellungsart beruht in der Möglichkeit, den Winkelmaßstab der Kennlinie offen zu lassen. Damit gilt dieselbe Kennlinie für beliebige Wellenlängen. Das wird in einem späteren Aufsatz näher erläutert. Dieser Vorteil wird durch den Nachteil einer geringeren Anschaulichkeit erkauft. Die Bilder 1 und 2 beziehen sich auf dieselbe Antenne. In der Kennliniendarstellung gibt man dem Haupthöchstwert meist den Wert 1 und rechnet die übrigen Werte entsprechend um.

Polarisation

Unter der für die Antennenmeßtechnik sehr wichtigen Polarisation des elektrischen Feldes versteht man die Richtung des stärksten Niveauunterschiedes; sie wird durch den Verlauf der Feldlinien veranschaulicht. Die elektromagnetischen Wellen sind transversal, d. h. sie schwingen in einer Ebene senkrecht zur Fortpflanzungsrichtung. In dieser Ebene kann die Polarisation jede Lage annehmen. Sie hängt,

wenn man von Reflexionen absieht, ab von der Gestalt der Sende-Antenne.

Die einfachste Antennenform ist ein kurzer gestreckter Draht, auf dessen gesamter Länge die Ströme gleichphasig fließen. Das Feld eines derartigen Dipols beispielsweise ist so polarisiert, daß die elektrischen Feldlinien nur in Ebenen verlaufen, die durch die Längsachse des Dipols gelegt werden können, dabei stehen sie senkrecht auf der Fortpflanzungsrichtung. Um also elektrische Feldlinien in einer bestimmten Ebene zu erzeugen, muß der Sende-Dipol in der gleichen Ebene liegen. Umgekehrt muß ein Empfangs-Dipol, um einem Feld gegebener Polarisation das Höchstmaß an Leistung entziehen zu können, zu dessen elektrischen Feldlinien gleichlaufen oder wenigstens eine Komponente in dieser Ebene besitzen. Die Polarisation verwikkelter Antennenformen läßt sich dadurch ableiten, daß man die Antenne in Dipole zerlegt und aus Richtung, Phase und Betrag der Dipolströme die resultierende Polarisation bestimmt.

Meßprinzip

Im allgemeinen benutzt man zur experimentellen Ermittlung der Richtkennlinie die Antenne als Sende-Antenne. Dabei wird man nur bei ortsfesten Stationen mit dem Meßgerät um die Antenne herumwandern. In allen anderen Fällen stellt man das Meßgerät fest auf und dreht die Sende-Antenne in der zu untersuchenden Ebene. Der Sender soll eine nicht zu kleine Leistung besitzen und muß für die Dauer der Messung die Frequenz und die Leistung genügend halten. Da die Richtkennlinie nur Relativwerte angibt, braucht als Empfänger kein Feldstärkemeßgerät benutzt zu werden, sondern es genügt irgend ein Spannungszeiger, dessen Eichkurvenverlauf bekannt ist. Bei ausreichender Sendeleistung ist der Einfachheit halber ein Empfangsdetektor gut geeignet, vor allem auch deshalb, weil keine Verstärkungsschwankungen eintreten können. Der Detektor wird zweckmäßigerweise hochohmig belastet, damit seine Kennlinie geradlinig verläuft, so daß die Anzeige direkt verhältnisgleich der Antennenspannung und damit dem Spannungsgefälle wird. Bei geringem Spannungsgefälle muß ein Hochfrequenzverstärker vorgeschaltet werden. Wird die Kennlinie punktweise aufgenommen, so arbeitet man meist unmoduliert. Soll dagegen die Kennlinie automatisch geschrieben werden, so ist eine Tonfrequenzmodulation des Senders vorteilhaft, da die zum Betrieb des Schreibers erforderliche Leistung einen zweiten Verstärker notwendig macht und Tonfrequenzverstärker leichter stabil zu halten sind als Gleichstromverstärker.

Modellmessung

Um die Messung an räumlich ausgedehnten Antennen zu erleichtern, macht man von der Tatsache Gebrauch, daß geometrisch ähnliche Körper gleiche Richtkennlinien besitzen, wenn sich die Betriebswellenlängen wie ihre Längenabmessungen verhalten. Ein gestreckter Leiter von 100 m Länge besitzt beispielsweise bei einer Betriebswellenlänge von $\lambda = 30$ m das gleiche Diagramm wie ein Leiter von 10 m Länge bei einer Wellenlänge von $\lambda = 3$ m. Streng genommen müßten allerdings nicht nur alle Abmessungen dem Modellfaktor entsprechend geändert werden, sondern auch die Leitfähigkeiten. Deren Einfluß ist in diesem Zusammenhang jedoch meist zu vernachlässigen.

Meßabstand

Die Meßentfernung zwischen Sender und Empfangsgerät ist nach unten begrenzt.

In der unmittelbaren Umgebung der Antenne tritt ein mit wachsender Entfernung rasch abklingendes Nahwirkungsglied auf. Im Nahfeld stellt sich somit eine andere Strahlungsverteilung ein als im Fernfeld. So strahlt z. B. ein Dipol im Nahfeld auch in der Achsrichtung, im Fernfeld dagegen nicht mehr. Im Abstand einer Wellenlänge beträgt der Absolutwert des Störungsgliedes nur wenige %. Da sich beide Strahlungsglieder vektoriell addieren, beträgt der durch das Nahwirkungsglied bedingte Fehler hierbei nur noch etwa 1%. Zur Vermeidung von Fehlern durch das Nahwirkungsglied muß also der Meßab-

stand größer als λ sein (Eisner F., Südeck G., Schröer R. und Zinke O. Vergrößerung der effektiven Höhe von Flugzeug-Schleppantennen. Jb. d. d. T. u. T. 37, Heft 6, 1931, S. 219).

Weiterhin hängt die Mindestentfernung von den Abmessungen der Antenne ab. Die Meßentfernung muß stets groß gegen die Abmessungen der Sende-Antenne sein. Trifft das nicht zu, so kommt beim Drehen der Antenne ein Teil merklich näher an den Empfangsort als der andere, weshalb der näher gelegene Antennenteil wegen des mit wachsender Entfernung abnehmenden Spannungsgefälles scheinbar stärker strahlen würde. Auch die Querabmessungen der Empfangs-Antenne müssen klein im Verhältnis zur Meßentfernung sein, und zwar um so kleiner, je größer die Bündelung der Sende-Antenne ist. Wird die Leistung von der sich drehenden Antenne z. B. in einem sehr schmalen Strahl ausgesandt, so entnimmt die Empfangs-Antenne diesem Strahl bereits Leistung, wenn er den Anfang der Empfangs-Antenne überstreicht, bevor er also den eigentlichen Meßort erreicht hat, und entnimmt ihm noch Leistung, wenn er ihr Ende streift, wenn er also den Meßort bereits überschritten hat. Der gebündelte Strahl wird demgemäß zu breit gemessen.

Bei der Vermessung scharf bündelnder Antennen können bei kleiner Meßentfernung Fehler außerdem dadurch eintreten, daß die Kopplung zwischen Sender und Empfänger zu groß wird. Diese Erscheinung tritt vor allem dann auf, wenn die benutzte Empfangs-Antenne ebenfalls eine scharfe Bündelung besitzt. Die Kopplung kann beim Durchgang des Strahlungsmaximums durch den Empfangsort so groß werden, daß eine Rückwirkung des Empfangskreises auf den Sender eintritt und die Energie des Senders zurückgeht (Pauls beobachtete noch Rückwirkungen bei Meßentfernungen von etwa 100 λ).

Erdbodeneinfluß

Der Erdboden wirkt bei Antennenmessungen wie eine mehr oder weniger leitende Fläche. Ein Teil der auf den Erdboden auftreffenden Strahlung wird zurückgeworfen, überlagert sich so der unmittelbaren Strahlung und ändert dadurch die Richtkennlinie. Um einwandfreie Meßergebnisse zu erhalten, muß daher die Aufstellung der Antenne in der Nähe des Erdbodens vermieden werden bzw. es muß der Einfluß der Reflexion auf die Kennlinie berücksichtigt werden.

Der gedanklich einfachste Weg, den Einfluß des Erdbodens auszuschalten, ist der, die Messung in einer derartigen Höhe über dem Erdboden auszuführen, daß die an der Erde reflektierte Strahlung klein wird im Verhältnis zu der Strahlung, die vom Sender unmittelbar zum Empfänger gelangt. Das bedeutet, daß die Höhe der Meßanordnung über Erde groß sein muß gegen die Entfernung Sender–Empfänger. Eine allgemein geltende Aussage über die notwendige Höhe kann nicht gemacht werden. Sie hängt von der Form der Richtkennlinie ab. Ist die Strahlung der Antenne in Richtung auf den Empfänger z. B. kleiner als die Strahlung in Richtung auf den Erdboden, so wird auch die vom Boden zurückgeworfene Strahlung verhältnismäßig groß ausfallen, weshalb die Höhe der Meßanordnung über dem Boden in diesem Fall groß sein muß. Ein derartiger Versuchsaufbau ist seines großen Aufwandes wegen unerwünscht und wird nur ungern angewandt. Bei längeren Wellen und den dadurch bedingten größeren Abmessungen ist er überhaupt praktisch undurchführbar. Man wird deshalb die meisten Kennlinienmessungen in Erdbodennähe durchführen.

Ein anschauliches Bild von der Strahlungsverteilung um eine in Erdbodennähe aufgestellte Antenne erhält man, wenn man sich den Erdboden entfernt denkt und den Rückwurf durch eine spiegelbildlich zur Erdoberfläche aufgestellte zweite Antenne ersetzt (Bild 3). Bei vollkommen leitender Erde sind die Werte der Ströme in der Antenne und in ihrem Spiegelbild gleich, die Stromrichtungen sind bei senkrechter Antenne gleich, bei waagerechter Antenne einander entgegengesetzt. Ist der Erdboden nicht unendlich leitend, so muß das durch passende Wahl der Größe und

Phase der Ströme im Spiegelbild berücksichtigt werden.

Aus den vorhergehenden Betrachtungen folgt, daß man bei Aufstellung einer An-

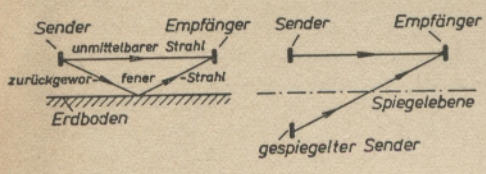


Bild 3

tenne in Erdbodennähe nicht die Kennlinie der Antenne mißt, sondern die einer Antennenanordnung, die sich aus der wirklichen Antenne und ihrem gedachten Spiegelbild ergibt. Es muß im Einzelfall entschieden werden, wie weit trotzdem eine brauchbare Messung möglich ist.

So können nur Richtkennlinien in der waagerechten Ebene aufgenommen werden. Die Antenne darf also hierbei zum Zweck der Messung nur um eine senkrechte Achse gedreht werden. Würde man die Antenne um eine andere Achse drehen, so würde man dadurch während der Messung die aus Antenne und Spiegelbild bestehende Anordnung ändern und so zu falschen Ergebnissen kommen. Sollen Richtkennlinien für verschiedene Ebenen gemessen werden, so muß die waagerechte Drehebene stets beibehalten werden, und statt dessen der Winkel zwischen Antenne und waagerechter Ebene geändert werden. Um die vollständige Richtkennfläche eines Dipols aufzunehmen, würde man also zunächst den Dipol senkrecht zur Erdoberfläche aufstellen und ihn in der waagerechten Ebene, d. h. um seine Längsachse drehen, ihn dann waagerecht legen und wieder in der gleichen Ebene wie vorher drehen.

Die geringsten Ansprüche an Bodenfreiheit stellen Richt-Antennen für starke Bündelung, wenn wegen der starken Bündelung ein nur geringer Teil der Strahlung den Erdboden trifft, so daß auch nur wenig zurückgeworfen wird. Durch die Spiegelung tritt dabei lediglich ein geringes Abheben der Strahlung ein. Bei der Ausmessung weniger scharf bündelnder Antennen kann man sich dadurch helfen, daß man der Empfangs-Antenne in senkrechter Richtung eine große Richtwirkung gibt. Damit wird die Empfangs-Antenne im wesentlichen nur aus dem unmittelbar einfallenden Strahl und nicht aus dem zurückgeworfenen Strahl Leistung aufnehmen.

Besitzen Sende- und Empfangs-Antenne keine ausgesprochene Richtwirkung, so wirkt sich der Bodeneinfluß besonders stark aus, wenn die Höhe der Antenne über Grund etwa in die Größenordnung der Meßentfernung kommt und die Sende-Antenne exzentrisch gedreht wird. Eine exzentrische Drehung läßt sich bei zusammengesetzten Antennenformen wenigstens für Teile der Antenne nicht vermeiden. Auch bei der Vermessung von Fahrzeug-Antennen ist eine exzentrische Drehung unvermeidlich. Wählt man z. B. die Antenne als Drehpunkt, so wird der als Reflektor wirkende Fahrzeugrumpf exzentrisch gedreht, und dreht man um einen Punkt des Rumpfes, so dreht sich die eigentliche Antenne exzentrisch.

Die bisher beschriebenen Erscheinungen treten am stärksten bei sehr gut leitendem Boden auf. Es soll nun noch auf einen Erdbodenfehler eingegangen werden, der besonders bei mittleren Bodenleitfähigkeiten auftritt. Ein derartiger Boden wirft die auftreffenden Wellen nicht vollständig zurück. Ein Teil davon dringt vielmehr in ihn ein. Es entstehen Erdströme. Wegen des Erdwiderstandes neigen sich bei ursprünglich senkrecht polarisierten Wellen die Wellenfronten nach vorn. Es entsteht ein waagerechter Anteil. Bei waagerechten Feldern werden im Erdboden senkrecht

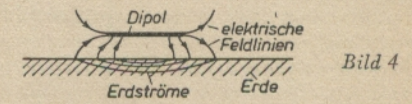


Bild 4

verlaufende Erdströme hervorgerufen, die einen senkrechten Feldanteil bewirken. In Bild 4 ist ein derartiger Dipol mit den entsprechenden Erdströmen eingezeichnet. Die Erdströme bilden gewissermaßen die

Verlängerung der Feldlinien. Nimmt man mit einer waagerecht polarisierten Antenne die Richtkennlinie des Dipols in der waagerechten Ebene auf, so erhält man das bekannte Achterdiagramm. In Achsrichtung des Dipols liegen die Minima. Benutzt man dagegen eine senkrecht polarisierte Empfangs-Antenne, so erhält man zwar auch ein Achterdiagramm, aber die Maxima liegen in Achsrichtung (Bild 5).

Da die Leitfähigkeit des Erdbodens immer endliche Werte besitzt, wird dieser Polarisationsfehler bei Messungen in Erdbodennähe immer auftreten. Es muß deshalb stets darauf geachtet werden, daß Sende- und Empfangs-Antenne die gleiche Polarisation besitzen. Ferner folgt aus diesen Überlegungen, daß nur Antennen mit senkrechter o d e r waagerechter Polarisation vermessen werden können. Bewirkt die Sende-Antenne s o w o h l einen senkrechten w i e a u c h einen waagerechten Feldanteil, so entstehen infolge des Erdbodeneinflusses zusätzlich waagerechte und senkrechte Feldanteile. Diese fälschen die Richtkennlinie, da das Empfangsgerät zwischen den von der Antenne ausgestrahlten und den durch den Erdbodeneinfluß hervorgerufenen Anteilen nicht zu unterscheiden vermag.

Rückstrahler

Ein Antennenmeßplatz muß, ehe man die Richtkennlinie unbekannter Antennen aufnimmt, untersucht werden, ob er ein einwandfreies Arbeiten erlaubt. Zu diesem Zweck nimmt man am besten die Richtkennlinie einfacher, bekannter Antennen auf und vergleicht die gemessenen Richtkennlinien mit den theoretisch zu erwartenden Kurven. Zur Prüfung senkrecht polarisierter Felder benutzt man eine kurze senkrechte Antenne, die auf ein waagerechtes Drahtgeflecht oder Blech gesetzt wird. Geflecht oder Blech sollen den Sender mit Stromversorgung und Speisekabel gegen die Antenne abschirmen. Nun wird die Antenne zunächst zentrisch gedreht. Wenn nur die Antenne strahlt, erhält man als Richtkennlinie einen Kreis. Dann nimmt man die Richtkennlinie der exzentrisch gedrehten Antenne auf. Erhält man wieder einen Kreis, so ist der Meßplatz in Ordnung. Weicht dagegen die Richtkennlinie von der Kreisform ab, so befinden sich auf dem Meßplatz Körper, die als Rückstrahler wirken. Dies erklärt sich so: Das am Empfangsort herrschende Spannungsgefälle ist die vektorielle Summe des unmittelbar

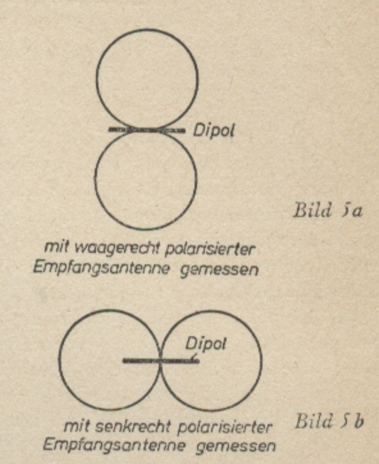


Bild 5a
mit waagerecht polarisierter Empfangsantenne gemessen

Bild 5b
mit senkrecht polarisierter Empfangsantenne gemessen

einfallenden Strahles und des am Rückstrahler zurückgeworfenen Strahles. Bei zentrisch gedrehten Antennen beeinflußt zwar der Rückstrahler die Strahlung, jedoch ist diese Beeinflussung unabhängig vom Drehwinkel. Wird die Antenne exzentrisch gedreht, so ändert sich der Abstand zwischen Antenne und Rückstrahler. Damit ändert sich am Empfangsort die Phase zwischen dem zurückgeworfenen und dem unmittelbar einfallenden Strahl und damit auch die vektorielle Summe beider Strahler, so daß der Wert des Gesamtspannungsgefälles schwankt.

Kennzeichnend für Rückstrahler ist die Tatsache, daß sich die Kennlinie bei Änderung des Empfangsortes ändert. Liegen Empfangsort, Sender und Rückstrahler auf einer Linie, so wird dies am Diagramm dadurch kenntlich, daß das Diagramm symmetrisch wird. Waagerecht polarisierte Felder werden mit Hilfe von kurzen zentrisch und exzentrisch gedrehten waagerechten Antennen untersucht.


KOH-I-NOOR
WAHRZEICHEN FÜR QUALITÄT
Kleine Stanz- und Ziehteile
als Massenartikel
in Qualitätsausführung

Verantwortl. für den Inhalt: Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold, VDE., München. Anzeigenleiter Th. Ballenberger, Stuttgart, z. Zt. b. d. Wehrmacht. Verantwortl. für die Anzeigen: Anzeigenleiter Ph. O. Röhm, Stuttgart-I. Z. Zt. gültige Pl. Nr. 6. Die „Auslese der Funktechnik“ erscheint 4 mal jährlich. Jahresbezugspreis RM 5.–. Einzelheftpreis RM 1.50. – Verlag Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart-O. Printed in Germany.

Druck: Chr. Belser, Stuttgart